

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2002-171196

(43)Date of publication of application : 14.06.2002

(51)Int.Cl.

H04B 1/50

H03F 1/02

H03F 3/24

H03F 3/60

(21)Application number : 2000-364764

(71)Applicant : KYOCERA CORP

(22)Date of filing : 30.11.2000

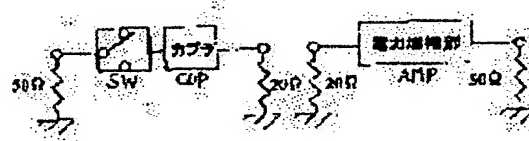
(72)Inventor : IWASAKI SATORU
NAKAMATA KATSURO

(54) HIGH-FREQUENCY MODULE

(57)Abstract:

PROBLEM TO BE SOLVED: To provide a high-frequency module which can bring out the characteristics of a semiconductor element for high frequency used for a power amplifying section to the maximum even when the power amplifying section is integrated with a coupler and can be improved in efficiency.

SOLUTION: This high-frequency module has the power amplifying section AMP which amplifies high-frequency input signals, and the coupler COP which is used for monitoring the output of the amplifying section AMP. The amplifying section AMP and coupler COP are matched to each other with an impedance of $\leq 50 \Omega$.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

JAPANESE

[JP,2002-171196,A]

CLAIMS DETAILED DESCRIPTION TECHNICAL FIELD PRIOR ART EFFECT OF THE INVENTION
TECHNICAL PROBLEM MEANS DESCRIPTION OF DRAWINGS DRAWINGS

[Translation done.]

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

CLAIMS

[Claim(s)]

[Claim 1] The RF module characterized by adjusting said power amplification section and said coupler with the impedance lower than 50 ohms while having a semiconductor device for RFs and having the power amplification section which amplifies a RF input signal, and a coupler for carrying out the monitor of the output from this power amplification section.

[Claim 2] The high frequency module according to claim 1 characterized by having the high frequency switch which changes a transmitting system and a receiving system while dividing into each transceiver system two or more transceiver systems from which a passband differs.

[Translation done.]

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

1. This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
2. **** shows the word which can not be translated.
3. In the drawings, any words are not translated.

DETAILED DESCRIPTION

[Detailed Description of the Invention]

[0001]

[Field of the Invention] Especially this invention relates to the high frequency module which has the power amplification section which amplifies a high frequency input signal, and a coupler for carrying out the monitor of the output from this power amplification section about a high frequency module.

[0002]

[Description of the Prior Art] The spread of cellular phones in recent years is astonishing, and function of a cellular phone and improvement in service are achieved. And the proposal of a dual band cellular phone is made as a new cellular phone. This dual band cellular phone deals with two transceiver systems to the usual cellular phone dealing with only one transceiver system. Thereby, a user can choose and use a convenient transceiver system.

[0003] In Europe in recent years, the cellular phone of the dual band method of GSM/DCS which has two or more transceiver systems from which a passband differs is examined.

[0004] The circuit block diagram of a GSM/DCS dual band method is shown in drawing 7. In the case of the GSM/DCS dual band method shown in drawing 7, after amplifying with the power amplifier AMP100 or AMP200 by the side of Tx at the time of transmission, an electric wave is transmitted from Antenna ANT via the high frequency switch module ASM 1 which consists couplers COP100 or COP200 of through, a high frequency switch, and a branch circuit.

[0005] On the other hand, at the time of reception, it is received from Antenna ANT, and an electric wave takes out through the high frequency switch module ASM 1, and is sent out to the power amplifier AMP300 or AMP400 by the side of a receiving circuit (Rx).

[0006] In the cellular phone of the above-mentioned dual band method, conventionally, the circuit was constituted by each transceiver system using the components COP100 and COP200 of dedication, i.e., couplers, and power amplifier AMP100 and AMP200, respectively, and since these components had taken adjustment with the impedance of 50 ohms, respectively, they were able to constitute the circuit only from connecting the components of each dedication.

[0007] By the way, since the components of each dedication were used conventionally, enlargement of a device and high cost-ization had been caused. The part which can be common becomes advantageous using common components as much as possible] to the miniaturization of a device, and low-cost-izing. Therefore, it is expected in the future that much more miniaturization and lightweight-ization progress, raising a function more.

[0008]

[Problem(s) to be Solved by the Invention] However, in the former, although a part of modularizations which are represented by the high frequency switch module corresponding to a dual band, for example were performed, since the high frequency switch module, the coupler, and each part article of power amplifier were mounted in a printed-circuit board, the further miniaturization and lightweight-ization had the problem of being difficult.

[0009] Then, in recent years, carrying out the modularization of power amplifier, the coupler which distributes the output power of this power amplifier, the high frequency switch which separates the transceiver signal of a high frequency signal spectrally is proposed.

[0010] In the former mounted in a printed-circuit board, the above-mentioned high frequency switch module and the above-mentioned coupler, and each part article of power amplifier In order to design so that each property may be satisfied, since design and commercial production are carried out independently, respectively, each is usually designed with the impedance of 50 ohms. Also when the coupler and each part article of power amplifier have taken adjustment by 50 ohms and it carries out the modularization of power amplifier, a coupler, the high frequency switch, etc., it is possible to take adjustment by 50 ohms.

[0011] Here, the impedance matching of the conventional high frequency switch module, a coupler, and power amplifier is indicated to drawing 8. In the both ends of power amplifier AMP, an impedance is 50ohms and was set to 50 ohms also at the both ends of the high frequency switch module ASM 1 and Coupler COP so that I might be understood also from this drawing 8.

[0012] That is, adjustment with Coupler COP and power amplifier AMP was performed by 50-ohm design, after connection, the matching circuit was added between a coupler and power amplifier, and constant adjustment of the Rhine length and chip capacitor of a matching circuit, or a chip inductor was performed so that Coupler COP, power amplifier AMP, each property, for example, output power, the consumed electric current, an insertion loss, etc. might be satisfied.

[0013] If it sees in a detail about power amplifier AMP, as shown in drawing 9, power amplifier AMP consists

of a semiconductor device MMIC for an input matching circuit and RFs, and an output matching circuit, and since the power amplifier AMP of the impedance which the load of the impedance MMIC which looked at the output matching circuit side from a3 between the semiconductor device MMIC for RFs and an output matching circuit, i.e., the semiconductor device for RFs, is several ohms, and saw the output side from b3 is 50-ohm design, it is usually 50 ohms.

[0014] However, although the impedance seen from a3 is several ohms In order for a power amplifier AMP simple substance to perform 50-ohm design, it must be made 50 ohms in b3. Since the load effect in the output matching circuit of power amplifier AMP is large, it becomes a narrow-band design. The insertion loss in an output matching circuit could not become large, and the property of the semiconductor device MMIC for RFs used for power amplifier AMP could not be pulled out to the maximum extent, but there was a problem that further efficient-ization could not be performed.

[0015] And when the modularization of Coupler COP and the power amplifier AMP was carried out, a simple substance did not need to design 50ohms that what is necessary is for the whole module just to design 50ohms.

[0016] Even if this invention unifies the power amplification section and a coupler, it can pull out the property of the semiconductor device for high frequency used for the power amplification section to the maximum extent, and aims at offering the high frequency module which can carry out [efficient]-izing.

[0017]

[Means for Solving the Problem] While the high frequency module of this invention has a semiconductor device for high frequency and having the power amplification section which amplifies a high frequency input signal, and a coupler for carrying out the monitor of the output from this power amplification section, it is characterized by adjusting said power amplification section and said coupler with the impedance lower than 50 ohms.

[0018] Since it has consistency with the impedance lower than 50 ohms according to the high frequency module of this invention, without considering impedance matching of a coupler and the power amplification section as 50-ohm design, respectively Since a load effect becomes small, a broadband design is attained as a result and the insertion loss of an output matching circuit becomes small in the output matching circuit of the power amplification section, The property of the semiconductor device for RFs used for the power amplification section can be pulled out to the maximum extent. In the former which combined a coupler and power amplifier alone, respectively, as compared with a coupler and the high frequency module which unified the power amplification section by 50-ohm design, respectively, the further miniaturization and efficient-ization can be attained further.

[0019] Moreover, it is desirable to have the high frequency switch which changes a transmitting system and a receiving system while the high frequency module of this invention divides into each transceiver system two or more transceiver systems from which a passband differs.

[0020]

[Embodiment of the Invention] The block diagram of the high frequency module applied to this invention at drawing 1 is shown. The high frequency module of this invention Two or more transceiver systems from which a passband differs The high frequency switch SW for multi-bands which has the diode switch circuits SW1 and SW2 which change a transmitting system and a receiving system to the low pass filter LPF 2 and said each transceiver system for removing the branch circuit DIP 1 divided into each transceiver system, and a higher-harmonic signal, In order to carry out the monitor of the output of amplifiers AMP1 and AMP2 and these amplifiers AMP1 and AMP2, it connects with Tx terminal side of the diode switch circuits SW1 and SW2, and consists of couplers COP1 and COP2 corresponding to each passage frequency.

[0021] In addition, the high frequency switch SW is used in order to switch the connection with the branch circuit DIP 1 which is the sending circuit Tx and common circuit corresponding to each system, and connection with the branch circuit DIP 1 which are a receiving circuit Rx and a common circuit in the portable telephone of a GSM/DCS dual band method.

[0022] Moreover, the couplers COP1 and COP2 by the side of Tx take out a part of sending signal amplified by each amplifiers AMP1 and AMP2, and play the role which sends a feedback signal to an APC circuit.

[0023] The high frequency switch SW of drawing 1 and the concrete configuration of couplers COP1 and COP2 are explained to drawing 2 . The 1st port P1 of the diode switch circuit SW1 connected with the coupler COP 1 by the side of Tx is connected to the anode of diode DAG1. Moreover, the anode of diode DAG1 is grounded through the inductor LAG2 and the capacitor CAG4.

[0024] Furthermore, the node of an inductance LAG2 and a capacitor CAG4 is connected to the control terminal VG 1 through the control resistance RG 1. Moreover, the cathode of diode DAG1 is connected to the 2nd port P2 of a branch circuit DIP 1.

[0025] The end of the transmission line STL 1 is connected to this 2nd port P2, and the other end of this transmission line STL 1 is connected to the 3rd port P3 which is Rx signal output terminal. Moreover, the other end of the transmission line STL 1 is connected to the anode of diode DAG2, and the cathode of diode DAG2 is grounded through the capacitor CAG2 and the inductor LAG1. The parallel resonant circuit formed by the capacitor CAG2 and the inductor LAG1 here is bearing the role which controls the isolation between the 1st port P1 and the 3rd port P3.

[0026] The coupler COP 2 by the side of Tx is similarly connected to the 4th port P4 of the low pass filter LPF 2 for removing a higher-harmonic signal. Moreover, the other end of a low pass filter LPF 2 is connected to the anode of the diode DAD 1 of the diode switch circuit SW2.

[0027] Moreover, the anode of diode DAD 1 is grounded through the inductor LAD2 and the capacitor CAD 4. Furthermore, the node of an inductor LAD2 and a capacitor CAD 4 is connected to the control terminal

VD1 through the control resistance RD 1. Moreover, the cathode of diode DAD 1 is connected to the 5th port P5 of a branch circuit DIP 1.

[0028] Furthermore, the end of the transmission line STL 2 is connected to the 5th port P5, and the other end of this transmission line STL 2 is connected to the 6th port P6 which is Rx signal output terminal. Moreover, the other end of the transmission line STL 2 is connected to the anode of diode DAD 2, and the cathode of diode DAD 2 is grounded through the capacitor CAD 2 and the inductor LAD1. The parallel resonant circuit formed by the capacitor CAD 2 and the inductor LAD1 here is bearing the role which controls the isolation between a port P4 and a port P6.

[0029] Moreover, the antenna terminal ANT is connected to the 2nd port P2 and the 5th port P5 through the branch circuit DIP 1, respectively. This branch circuit DIP 1 has the role which separates the frequency of two different systems, for example, the transceiver signal of a 900MHz band and the transceiver signal of a 1800MHz band.

[0030] The branch circuit DIP 1 is formed here of the high-pass filter HPF 1 and capacitor C2 which pass a 1800MHz band, the inductor L2, the low pass filter LPF 1 and capacitor C1 which pass a 900MHz band, and the inductor L1.

[0031] And some of a branch circuit DIP 1, diode switch circuits SW1 and SW2, low pass filters LPF 2, and couplers [at least] COP1 and COP2 are built in the substrate. For example, the transmission lines STL1 and STL2 which constitute the low pass filter LPF 2 and diode switch circuit for removing the high-pass filter HPF 1 which constitutes a branch circuit DIP 1, a low pass filter LPF 1, and a higher harmonic wave, and couplers COP1 and COP2 are built in the substrate which comes to carry out the laminating of an electrode pattern and the dielectric layer. Moreover, chip type elements which constitute some of a branch circuit DIP 1, diode switch circuits SW1 and SW2, low pass filters LPF 2, and couplers COP1 and COP2, such as diode, are mounted on the substrate.

[0032] The circuit diagram of the amplifiers AMP1 and AMP2 of drawing 1 is shown in drawing 3, and the concrete configuration of drawing 3 is shown in drawing 4.

[0033] For example, in the dual method of GSM/DCS which is a European cellular-phone system, one side is [another side] the RF power amplification section AMP 2 for DCS in the RF power amplification section AMP 1 for GSM, these are compounded and Amplifier AMP is constituted.

[0034] Amplifier AMP The semiconductor devices 3a and 3b for RFs (it may be hereafter called MMIC for RFs), Input matching circuit 2a for taking input-impedance adjustment of the RF input signal connected to these MMIC(s) 3a and 3b for RFs, and 2b. The output matching circuits 5a and 5b for taking adjustment to desired output characteristics connected to the electrical-potential-difference supply tracks 6a and 6b which supply an electrical potential difference to MMIC(s) 3a and 3b for RFs are provided.

[0035] Input matching circuit 2a and 2b have the capacitor, the inductor, etc.

[0036] On the other hand, the output matching circuits 5a and 5b have the output side microstrip line tracks 7 and 10 which send out a different signal, and output side blocking capacitor C is connected among these output side microstrip line tracks 7 and 10 and output terminals 12 and 15. Output terminals 12 and 15 will be connected to drawing 1 and Tx terminal of drawing 2.

[0037] the output side microstrip line tracks 7 and 10 are independent about the output characteristics, for example, output power, the consumed electric current, etc., of the optimal request of impedance matching with the external circuit connected to output terminals 12 and 15 as a thing etc. -- it is -- as satisfied with coincidence, it is for taking adjustment, and these output side microstrip line tracks 7 and 10 are grounded through capacitor C21 for output adjustment a, and C31a.

[0038] Furthermore, in the output side microstrip line tracks 7 and 10, the electrical-potential-difference supply tracks 6a and 6b for impressing an electrical potential difference are connected to MMIC(s) 3a and 3b for RFs, and the tip disconnection distributed constant tracks (opening stub) 17a and 17b are connected to the electrical-potential-difference supply tracks 6a and 6b and juxtaposition.

[0039] The amplifier AMP of this invention is formed in the dielectric substrate which has the specific inductive capacity of a predetermined value as two amplifiers AMP1 and AMP2 as specifically shown in drawing 4. In the dual method of GSM/DCS which is specifically a European cellular-phone system, the A-B Mashita section is the RF power amplification section AMP 1 for GSM, and the upper part between A-B is the RF power amplification section AMP 2 for DCS.

[0040] Amplifier AMP possesses the output matching circuit 5, in order to take adjustment to the input matching circuit 2 for taking input-impedance adjustment of a RF input signal connected to MMIC3 (3a, 3b) for RFs, a bias circuit 4, and desired output characteristics. As for the input matching circuit 2, the capacitor, the inductor, etc. are connected.

[0041] in the output matching circuit 5, it is independent at MMIC3 for RFs about desired output characteristics, for example, output power, the consumed electric current, etc., etc. -- it is -- in order to take adjustment so that it may be satisfied with coincidence, the output side microstrip line tracks 7 and 10 which are distributed constant tracks are connected, and these output side microstrip line tracks 7 and 10 are grounded through capacitor C21 for output adjustment a, and C31a.

[0042] Furthermore, the tip disconnection distributed constant tracks 17a and 17b are connected to the output side microstrip lines 7 and 10.

[0043] In 1800MHz, the frequency of the RF power amplification circuit AMP 2 for DCS of the upper part between A-B hits the twice as many frequency of 900MHz of the RF power amplification circuit AMP 1 for GSM as this. Although there are a higher harmonic by the side of GSM and a possibility that especially 2 double wave may affect the 1800MHz higher-harmonic signal which is a fundamental wave by the side of DCS by interference, in this invention, it becomes possible to reduce a higher harmonic by establishing the

tip disconnection distributed constant tracks 17a and 17b in the output side microstrip line tracks 7 and 10. [0044] And in the output matching circuits 5a and 5b, between the output side microstrip line track 7 by the side of DCS, and the output side microstrip line track 10 by the side of GSM, the GND track 9 and the GND track 18 are arranged, and it has become the arrangement which reduces the output microstrip line 7 by the side of DCS and GSM, and interference between ten. these GND tracks 9 and 18 are formed in parallel -- having -- **** -- two or more beer halls -- the conductor connects with GND.

[0045] The track length of the electrical-potential-difference supply tracks 6a and 6b and the tip disconnection distributed constant tracks 17a and 17b is made shorter than one fourth of the wavelength of the fundamental wave in a RF input signal. Since track length is shorter than the quarter-wave length instead of immobilization to the quarter-wave length of a fundamental wave, while being able to adjust the phase of a higher harmonic and being able to consider as disconjugation adjustment in the spurious frequency of the arbitration between a coupler and an amplifier, a small high frequency module can be obtained.

[0046] And by this invention, as shown in drawing 5, the design is performed so that the power amplification section AMP and Coupler COP may be adjusted with an impedance lower than 50 ohms, and the case where 20-ohm design is performed is indicated by drawing 5.

[0047] As for the power amplification section AMP and a coupler COP 1, it is desirable to carry out impedance matching by the point that a load effect adjusts several ohms with a coupler few to 20-30ohm which is a load in the semiconductor device MMIC edge for RFs in the power amplification section. What is necessary is to shorten the track length of the output side microstrip lines 7 and 10 of the power amplification section AMP, and just to take adjustment, in order to make consistency have with such an impedance lower than 50 ohms.

[0048] By the above high frequency modules, by designing adjustment with the power amplification section AMP and Coupler COP by 20 ohms That whose impedance seen from a3 of drawing 9 is several ohms is made in b3 not with 50ohms but with 20 ohms lower than 50 ohms. Compared with the case where the load effect in the output matching circuit of the power amplification section is the former of 50-ohm design, it is small, therefore the insertion loss in an output matching circuit becomes small, and the property of the semiconductor device for RFs used for the power amplification section can be pulled out to the maximum extent.

[0049] Therefore, compared with the case of the former which combined a coupler and the power amplification section alone, respectively, and a coupler and the module article which unified the power amplification section by 50-ohm design, respectively, the further miniaturization and efficient-ization are realizable.

[0050] In addition, various modification is possible if the high frequency module of this invention is range which is not limited to these and does not deviate from the summary of this invention.

[0051] As he showed drawing 5 and drawing 8, this invention person examined S11 in the output matching circuit of the power amplification section, and S21 property by circuit simulation about the case where adjustment with the power amplification section and a coupler is taken by 50ohm and 20ohm, and showed the result to drawing 6, while he unified and did the modularization of Coupler COP and the high frequency switch SW, as shown in the power amplification section AMP and drawing 2 which are shown in the above and drawing 3. In addition, when 20ohms was adjusted, rather than the case of 50-ohm adjustment, the track length of an output side microstrip line was shortened, fine tuning of capacitor C21a and C31a was performed, and adjustment was taken.

[0052] Consequently, when adjustment with the power amplification section and a coupler was taken by 20 ohms, as compared with the case of the example of a comparison which adjusted a coupler and the power amplification section by 50 ohms, about 10dB of return loss has improved, and the low loss part near 1GHz was large, and it was checked that broadband-ization is made. Furthermore the insertion loss in an output matching circuit is also small, and it was checked that the further miniaturization and efficient-ization are realizable.

[0053]

[Effect of the Invention] Since the impedance matching of a coupler and the power amplification section was adjusted with the impedance lower than 50 ohms according to the high frequency module of this invention, without considering as 50-ohm design, respectively, in the output matching circuit of the power amplification section, a load effect can become small, as a result, the insertion loss of an output matching circuit can become small, the property of the semiconductor device for high frequency used for the power amplification section can be pulled out to the maximum extent, and the further miniaturization and efficient-ization can be attained.

[Translation done.]

* NOTICES *

Japan Patent Office is not responsible for any damages caused by the use of this translation.

- 1.This document has been translated by computer. So the translation may not reflect the original precisely.
- 2.**** shows the word which can not be translated.
- 3.In the drawings, any words are not translated.

DESCRIPTION OF DRAWINGS

[Brief Description of the Drawings]

[Drawing 1] It is the block diagram showing the concept of the high frequency module of this invention.

[Drawing 2] It is the circuit diagram of a high frequency switch and a coupler in the high frequency module of drawing 1.

[Drawing 3] It is the circuit diagram of the amplifier of the high frequency module of this invention.

[Drawing 4] It is the pattern plot plan of drawing 3.

[Drawing 5] It is the block diagram of the transceiver section in the communication equipment at the time of setting impedance matching of a coupler and the power amplification section to 20 ohms.

[Drawing 6] It is the graph which shows S11 at the time of setting impedance matching of a coupler and the power amplification section to 50ohm and 20ohm, and S21 property.

[Drawing 7] It is the block diagram of the transceiver system which has the conventional high frequency switch, a coupler, and power amplifier.

[Drawing 8] It is the block diagram of the transceiver section in the communication equipment at the time of setting impedance matching of a coupler and the power amplification section to 50 ohms.

[Drawing 9] It is the block diagram of the power amplification section.

[Description of Notations]

AMP1, AMP2 ... Power amplification section

COP1, COP2 ... Coupler

SW ... High frequency switch

[Translation done.]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号
特開2002-171196
(P2002-171196A)

(43) 公開日 平成14年6月14日 (2002.6.14)

(51) Int.Cl. ⁷	識別記号	F I	キーワード* (参考)
H 0 4 B	1/50	H 0 4 B 1/50	5 J 0 6 7
H 0 3 F	1/02	H 0 3 F 1/02	5 J 0 9 1
	3/24	3/24	5 J 0 9 2
	3/60	3/60	5 K 0 1 1

審査請求 未請求 請求項の数 2 O L (全 8 頁)

(21) 出願番号 特願2000-364764 (P2000-364764)

(22) 出願日 平成12年11月30日 (2000. 11. 30)

(71) 出願人 000006633

京セラ株式会社

京都府京都市伏見区竹田烏羽殿町 6 番地

(72) 発明者 岩崎 悟

鹿児島県国分市山下町 1 番 4 号 京セラ株式会社総合研究所内

(72) 発明者 中俣 克朗

鹿児島県国分市山下町 1 番 4 号 京セラ株式会社総合研究所内

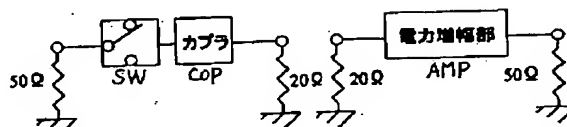
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 高周波モジュール

(57) 【要約】

【課題】電力増幅部とカップラを一体化しても、電力増幅部に用いられる高周波用半導体素子の特性を最大限に引き出すことができ、高効率化できる高周波モジュールを提供する。

【解決手段】高周波入力信号を増幅する電力増幅部AMPと、該電力増幅部AMPからの出力をモニタするためのカップラCOPとを有するとともに、電力増幅部AMPとカップラCOPとが、50Ωよりも低いインピーダンスで整合されていることを特徴とする。



【特許請求の範囲】

【請求項1】高周波用半導体素子を有し、高周波入力信号を増幅する電力増幅部と、該電力増幅部からの出力をモニタするためのカップラとを有するとともに、前記電力増幅部と前記カップラとが、50Ωよりも低いインピーダンスで整合されていることを特徴とする高周波モジュール。

【請求項2】通過帯域の異なる複数の送受信系を各送受信系に分離するとともに、送信系と受信系を切り替える高周波スイッチを有することを特徴とする請求項1記載の高周波モジュール。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、高周波モジュールに関し、特に、高周波入力信号を増幅する電力増幅部と、該電力増幅部からの出力をモニタするためのカップラとを有する高周波モジュールに関するものである。

【0002】

【従来技術】近年の携帯電話の普及には、目を見張るものがあり、携帯電話の機能、サービスの向上が図られている。そして、新たな携帯電話として、デュアルバンド携帯電話の提案がなされている。このデュアルバンド携帯電話は、通常の携帯電話が一つの送受信系のみを取り扱うのに対し、2つの送受信系を取り扱うものである。これにより、利用者は都合の良い送受信系を選択して利用することができるものである。

【0003】近年の欧州においては、通過帯域の異なる複数の送受信系を有するGSM/DCSのデュアルバンド方式の携帯電話が検討されている。

【0004】図7に、GSM/DCSデュアルバンド方式の回路ブロック図を示す。図7に示したGSM/DCSデュアルバンド方式の場合には、送信時においては、Tx側の電力増幅器AMP100またはAMP200で増幅した後、カップラCOP100またはCOP200を通し、高周波スイッチ、分波回路から成る高周波スイッチモジュールASM1を経由してアンテナANTから電波を送信する。

【0005】一方、受信時においては、電波がアンテナANTから受信され、高周波スイッチモジュールASM1を介して取り出し、受信回路(Rx)側の電力増幅器AMP300、またはAMP400へ送出される。

【0006】上記デュアルバンド方式の携帯電話において、従来、それぞれの送受信系にそれぞれ専用の部品、即ち、カップラCOP100、COP200、電力増幅器AMP100、AMP200を用いて回路が構成されており、これらの部品は、それぞれ50Ωのインピーダンスで整合がとれていたため、それぞれの専用の部品を単に接続するだけで回路を構成できていた。

【0007】ところで、従来、それぞれの専用の部品を用いていたため、機器の大型化、高コスト化を招いてい

た。共通可能な部分ではできるだけ共通部品を用いることが、機器の小型化、低コスト化に有利となる。そのため、今後とも、より機能を高めつつ一層の小型化、軽量化が進展するものと期待される。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、従来においては、例えばデュアルバンド対応高周波スイッチモジュールに代表されるような一部のモジュール化は行なわれているが、高周波スイッチモジュール、カップラおよび電力増幅器の各部品をプリント配線基板に実装しているため、さらなる小型化、軽量化は困難であるという問題があった。

【0009】そこで、近年においては、電力増幅器、この電力増幅器の出力電力を分配するカップラ、高周波信号の送受信信号を分波する高周波スイッチなどをモジュール化することが提案されている。

【0010】上記した高周波スイッチモジュール、カップラおよび電力増幅器の各部品をプリント配線基板に実装する従来の場合には、それぞれ単独で設計ならびに製品化がされているため、おのの特性を満足するように設計を行うために通常はそれぞれを50Ωのインピーダンスで設計し、カップラおよび電力増幅器の各部品は50Ωで整合がとれており、電力増幅器、カップラ、高周波スイッチなどをモジュール化する場合にも、50Ωで整合をとることが考えられる。

【0011】ここで、従来の高周波スイッチモジュール、カップラおよび電力増幅器のインピーダンス整合について、図8に記載する。この図8からも理解されるように、電力増幅器AMPの両端ではインピーダンスが50Ωであり、高周波スイッチモジュールASM1、カップラCOPの両端でも50Ωとされていた。

【0012】即ち、カップラCOPと電力増幅器AMPとの整合は50Ω設計で行い、カップラCOP、電力増幅器AMP、それぞれの特性、例えば出力電力、消費電流、挿入損失等を満足するように、接続後にカップラと電力増幅器間に整合回路を付加して整合回路のライン長ならびにチップコンデンサやチップインダクタの定数調整を行っていた。

【0013】電力増幅器AMPについて詳細にみると、図9に示すように、電力増幅器AMPは、入力整合回路、高周波用半導体素子MMIC、出力整合回路から構成されており、通常は、高周波用半導体素子MMICと出力整合回路との間のa3から出力整合回路側を見たインピーダンス、即ち高周波用半導体素子MMICの負荷は数Ωであり、b3から出力側を見たインピーダンスは電力増幅器AMPが50Ω設計であるため50Ωになっている。

【0014】しかしながら、a3からみたインピーダンスが数Ωであるにもかかわらず、電力増幅器AMP単体で50Ω設計を行うために、b3にて50Ωにしなけれ

ばならず、電力増幅器AMPの出力整合回路における負荷変動が大きいため狭帯域設計となり、出力整合回路における挿入損失が大きくなり、電力増幅器AMPに用いられる高周波用半導体素子MMICの特性を最大限に引き出すことができず、さらなる高効率化ができないという問題があった。

【0015】しかも、カップラCOP、電力増幅器AMPをモジュール化する場合には、モジュール全体で50Ω設計すればよく、単体で50Ω設計する必要もなかった。

【0016】本発明は、電力増幅部とカップラを一体化しても、電力増幅部に用いられる高周波用半導体素子の特性を最大限に引き出すことができ、高効率化できる高周波モジュールを提供することを目的とする。

【0017】

【課題を解決するための手段】本発明の高周波モジュールは、高周波用半導体素子を有し、高周波入力信号を増幅する電力増幅部と、該電力増幅部からの出力をモニタするためのカップラとを有するとともに、前記電力増幅部と前記カップラとが、50Ωよりも低いインピーダンスで整合されていることを特徴とする。

【0018】本発明の高周波モジュールによれば、カップラと電力増幅部とのインピーダンス整合をそれぞれ50Ω設計とせず、50Ωよりも低いインピーダンスで整合されているために、電力増幅部の出力整合回路において負荷変動が小さくなり、その結果広帯域設計が可能となり、かつ出力整合回路の挿入損失が小さくなるため、電力増幅部に用いられる高周波用半導体素子の特性を最大限に引き出すことができ、カップラ、電力増幅器をそれぞれ単体で組み合わせた従来の場合、さらにはカ
30 ップラ、電力増幅部をそれぞれ50Ω設計で一体化した高周波モジュールと比較してさらなる小型化、高効率化を達成できる。

【0019】また、本発明の高周波モジュールは、通過帯域の異なる複数の送受信系を各送受信系に分離するとともに、送信系と受信系を切り替える高周波スイッチを有することが望ましい。

【0020】

【発明の実施の形態】図1に、本発明に係る高周波モジュールのブロック図を示す。本発明の高周波モジュールは、通過帯域の異なる複数の送受信系を各送受信系に分ける分波回路DIP1、および高調波信号を取り除くためのローパスフィルタLPF2、および前記各送受信系に送信系と受信系を切り替えるダイオードスイッチ回路SW1、SW2を有するマルチバンド用高周波スイッチSWと、増幅部AMP1、AMP2と、この増幅部AMP1、AMP2の出力をモニタするために、ダイオードスイッチ回路SW1、SW2のTx端子側に接続され、
40 各々の通過周波数に対応したカップラCOP1、COP2とで構成されている。

【0021】なお、高周波スイッチSWは、GSM/DCSデュアルバンド方式の携帯電話機において、それぞれのシステムに対応する送信回路Txと共通回路である分波回路DIP1との接続、および受信回路Rxと共通回路である分波回路DIP1との接続を切り換えるために用いられる。

【0022】また、Tx側のカップラCOP1、COP2は、各々の増幅部AMP1、AMP2により増幅された送信信号の一部を取り出し、APC回路にフィードバック信号を送る役割を果たす。

【0023】図2に、図1の高周波スイッチSWと、カップラCOP1、COP2の具体的構成について説明する。Tx側のカップラCOP1と接続されるダイオードスイッチ回路SW1の第1ポートP1は、ダイオードDAG1のアノードに接続されている。また、ダイオードDAG1のアノードは、インダクタLAG2およびコンデンサCAG4を介して接地されている。

【0024】さらに、インダクタLAG2とコンデンサCAG4との接続点は、制御抵抗RG1を介して制御端子VG1に接続されている。また、ダイオードDAG1のカソードは、分波回路DIP1の第2ポートP2に接続されている。

【0025】この第2ポートP2には、伝送線路STL1の一端が接続され、この伝送線路STL1の他端は、Rx信号出力端子である第3ポートP3に接続されている。また、伝送線路STL1の他端は、ダイオードDAG2のアノードに接続され、ダイオードDAG2のカソードは、コンデンサCAG2、インダクタLAG1を介して接地されている。ここでコンデンサCAG2、イン
30 ダクタLAG1にて形成される並列共振回路は、第1ポートP1と第3ポートP3間のアイソレーションを制御する役割を担っている。

【0026】同様にTx側のカップラCOP2は、高調波信号を取り除くためのローパスフィルタLPF2の第4ポートP4に接続されている。また、ローパスフィルタLPF2の他端は、ダイオードスイッチ回路SW2のダイオードDAD1のアノードに接続されている。

【0027】また、ダイオードDAD1のアノードは、インダクタLAD2およびコンデンサCAD4を介して接地されている。さらに、インダクタLAD2とコンデンサCAD4との接続点は、制御抵抗RD1を介して制御端子VD1に接続されている。また、ダイオードDAD1のカソードは、分波回路DIP1の第5ポートP5に接続されている。

【0028】さらに、第5ポートP5には、伝送線路STL2の一端が接続され、この伝送線路STL2の他端は、Rx信号出力端子である第6ポートP6に接続されている。また、伝送線路STL2の他端は、ダイオードDAD2のアノードに接続され、ダイオードDAD2のカソードは、コンデンサCAD2、インダクタLAD1
50

を介して接地されている。ここでコンデンサCAD2、インダクタLAD1にて形成される並列共振回路は、ポートP4とポートP6間のアイソレーションを制御する役割を担っている。

【0029】また、アンテナ端子ANTは分波回路DIP1を介してそれぞれ第2ポートP2、第5ポートP5に接続されている。この分波回路DIP1は、異なる2つのシステムの周波数、例えば900MHz帯の送受信信号と1800MHz帯の送受信信号を分離する役割を持っている。

【0030】ここで分波回路DIP1は、例えば1800MHz帯を通過させるハイパスフィルタHPF1と、コンデンサC2と、インダクタL2と、900MHz帯を通過させるローパスフィルタLPF1と、コンデンサC1と、インダクタL1とにより形成されている。

【0031】そして、分波回路DIP1、ダイオードスイッチ回路SW1、SW2、ローパスフィルタLPF2、およびカップラCOP1、COP2の少なくとも一部が基板に内蔵されている。例えば、分波回路DIP1を構成するハイパスフィルタHPF1、ローパスフィルタLPF1、高調波を取り除くためのローパスフィルタLPF2、およびダイオードスイッチ回路を構成する伝送線路STL1、STL2、およびカップラCOP1、COP2が、電極パターンと誘電体層とを積層してなる基板に内蔵されている。また、分波回路DIP1、ダイオードスイッチ回路SW1、SW2、ローパスフィルタLPF2、およびカップラCOP1、COP2の一部を構成する、ダイオード等のチップ素子が基板上に実装されている。

【0032】図3に、図1の増幅部AMP1、AMP2の回路図を、図4に図3の具体的構成を示す。

【0033】例えば、欧州の携帯電話システムであるGSM/DCSのデュアル方式において、一方がGSM用高周波電力増幅部AMP1で、もう一方がDCS用高周波電力増幅部AMP2であり、これらが複合されて増幅部AMPが構成されている。

【0034】増幅部AMPは、高周波用半導体素子（以下、高周波用MMICということもある）3a、3bと、これらの高周波用MMIC3a、3bに接続された、高周波入力信号の入力インピーダンス整合をとるための入力整合回路2a、2bと、高周波用MMIC3a、3bに電圧を供給する電圧供給線路6a、6bに接続された、所望の出力特性に整合をとるための出力整合回路5a、5bとを具備している。

【0035】入力整合回路2a、2bは、コンデンサやインダクタ等を有している。

【0036】一方、出力整合回路5a、5bは、異なる信号を送出する出力側マイクロストリップライン線路7、10を有しており、この出力側マイクロストリップライン線路7、10と出力端子12、15との間には出

力側直流阻止コンデンサCが接続されている。出力端子12、15が、図1、図2のTx端子に接続されることになる。

【0037】出力側マイクロストリップライン線路7、10は、出力端子12、15に接続される外部回路とのインピーダンス整合を最適なものとして所望の出力特性、例えば出力電力・消費電流等を単独であるいは同時に満足するように整合をとるためのものであり、この出力側マイクロストリップライン線路7、10は出力整合用コンデンサC21a、C31aを介して接地されている。

【0038】さらに、出力側マイクロストリップライン線路7、10には、高周波用MMIC3a、3bに電圧を印加するための電圧供給線路6a、6bが接続されており、また、先端開放分布定数線路（オープンスタブ）17a、17bが電圧供給線路6a、6bと並列に接続されている。

【0039】本発明の増幅部AMPは、具体的には図4に示すように、2つの増幅部AMP1、AMP2として所定の値の比誘電率を有する誘電体基板に形成されている。具体的には欧州の携帯電話システムであるGSM/DCSのデュアル方式において、A-B間下部がGSM用の高周波電力増幅部AMP1で、A-B間上部がDCS用高周波電力増幅部AMP2である。

【0040】増幅部AMPは、高周波用MMIC3（3a、3b）に接続された、高周波入力信号の入力インピーダンス整合をとるための入力整合回路2と、バイアス回路4と、所望の出力特性に整合をとるために出力整合回路5とを具備している。入力整合回路2は、コンデンサやインダクタ等が接続されている。

【0041】出力整合回路5においては、高周波用MMIC3には、所望の出力特性、例えば出力電力・消費電流等を単独であるいは同時に満足するように整合をとるために、分布定数線路である出力側マイクロストリップライン線路7、10が接続されており、これらの出力側マイクロストリップライン線路7、10は出力整合用コンデンサC21a、C31aを介して接地されている。

【0042】さらに、出力側マイクロストリップ線路7、10には、先端開放分布定数線路17a、17bが接続されている。

【0043】A-B間の上部のDCS用高周波電力増幅回路AMP2の周波数が1800MHzで、GSM用高周波電力増幅回路AMP1の900MHzの2倍の周波数にあたる。GSM側の高調波、特に2倍波が、DCS側の基本波である1800MHzの高調波信号に干渉によって影響を与える恐れがあるが、本発明では、出力側マイクロストリップライン線路7、10に先端開放分布定数線路17a、17bを設けることで高調波を低減することが可能となる。

【0044】そして、出力整合回路5a、5bにおい

て、DCS側の出力側マイクロストリップライン線路7とGSM側の出力側マイクロストリップライン線路10の間には、GND線路9及びGND線路18が配置され、DCS側とGSM側の出力マイクロストリップ線路7、10間の干渉を低減する配置となっている。このGND線路9、18は平行に形成されており、複数のピアホール導体によりGNDに接続されている。

【0045】電圧供給線路6a、6b、先端開放分布定数線路17a、17bの線路長は、高周波入力信号における基本波の波長の $1/4$ よりも短くされている。線路長が基本波の $1/4$ 波長に固定でなく $1/4$ 波長より短いために高調波の位相を調整することができ、カップラと増幅部間の任意のスプリアス周波数において非共役整合とすることができるとともに、小型の高周波モジュールを得ることができる。

【0046】そして、本発明では、図5に示すように、電力増幅部AMPと、カップラCOPとは、 50Ω より低いインピーダンスで整合するように設計が行われており、図5では、 20Ω 設計を行った場合が記載されている。

【0047】電力増幅部AMPと、カップラCOP1とは、電力増幅部における高周波用半導体素子MMIC端での負荷である数 Ω を負荷変動が少なくカップラと整合させるという点から、 $20\sim 30\Omega$ でインピーダンス整合させることが望ましい。このような 50Ω よりも低いインピーダンスで整合させるためには、電力増幅部AMPの出力側マイクロストリップ線路7、10の線路長を短くして整合をとれば良い。

【0048】以上のような高周波モジュールでは、電力増幅部AMPと、カップラCOPとの整合を 20Ω で設計することにより、図9のa3からみたインピーダンスが数 Ω のものを、b3にて 50Ω ではなく 50Ω より低い 20Ω とでき、電力増幅部の出力整合回路における負荷変動が 50Ω 設計の従来の場合に比べて小さく、そのために出力整合回路における挿入損失が小さくなり、電力増幅部に用いられる高周波用半導体素子の特性を最大限に引き出すことができる。

【0049】従って、カップラ、電力増幅部をそれぞれ単体で組み合わせた従来の場合や、カップラ、電力増幅部をそれぞれ 50Ω 設計で一体化したモジュール品に比べて、さらなる小型化、高効率化を実現できる。

【0050】なお、本発明の高周波モジュールはこれらに限定されるものではなく、本発明の要旨を逸脱しない範囲であれば種々の変更は可能である。

【0051】本発明者は、上記、図3に示す電力増幅部AMPと、図2に示すようにカップラCOPと高周波スイッチSWとを一体化し、モジュール化するとともに、図5、図8に示すように、電力増幅部とカップラとの整

合を 50Ω と、 20Ω でとった場合について、電力増幅部の出力整合回路におけるS11、S21特性を回路シミュレーションにより検討し、その結果を図6に示した。尚、 20Ω 整合する場合には、 50Ω 整合の場合よりも出力側マイクロストリップ線路の線路長を短くし、コンデンサC21a、C31aの微調整を行って整合をとった。

【0052】この結果、電力増幅部とカップラとの整合を 20Ω でとった場合には、カップラ、電力増幅部を 50Ω で整合させた比較例の場合に比較して、リターンロスが約 10dB 改善し、また、 1GHz 付近での低損失部分が広く、広帯域化がなされることが確認された。さらに出力整合回路における挿入損失も小さくなっており、さらなる小型化、高効率化を実現できることが確認された。

【0053】

【発明の効果】本発明の高周波モジュールによれば、カップラと電力増幅部とのインピーダンス整合をそれぞれ 50Ω 設計とせず、 50Ω よりも低いインピーダンスで整合させたために、電力増幅部の出力整合回路において、負荷変動が小さくなり、その結果出力整合回路の挿入損失が小さくなり、電力増幅部に用いられる高周波用半導体素子の特性を最大限に引き出すことができ、さらなる小型化、高効率化を達成できる。

【図面の簡単な説明】

【図1】本発明の高周波モジュールの概念を示すブロック図である。

【図2】図1の高周波モジュールにおける高周波スイッチとカップラの回路図である。

【図3】本発明の高周波モジュールの増幅部の回路図である。

【図4】図3のパターン配置図である。

【図5】カップラと電力増幅部とのインピーダンス整合を 20Ω とした場合の通信機器における送受信部のブロック図である。

【図6】カップラと電力増幅部とのインピーダンス整合を 50Ω 、 20Ω とした場合のS11、S21特性を示すグラフである。

【図7】従来の高周波スイッチ、カップラ、電力増幅器を有する送受信系のブロック図である。

【図8】カップラと電力増幅部とのインピーダンス整合を 50Ω とした場合の通信機器における送受信部のブロック図である。

【図9】電力増幅部のブロック図である。

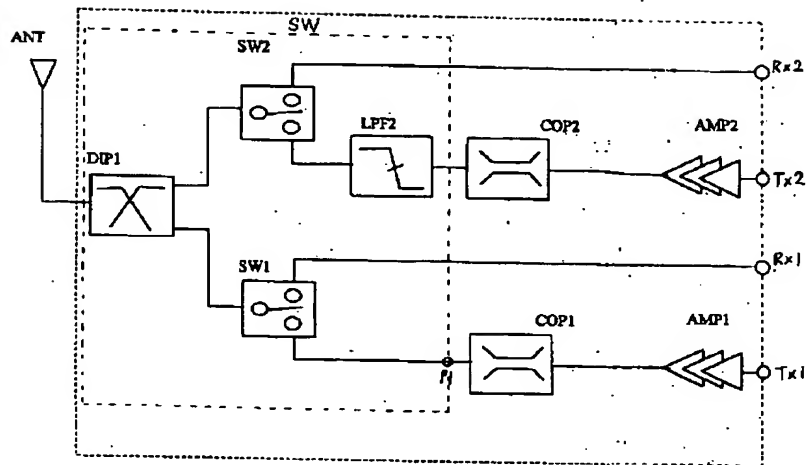
【符号の説明】

AMP1、AMP2・・・電力増幅部

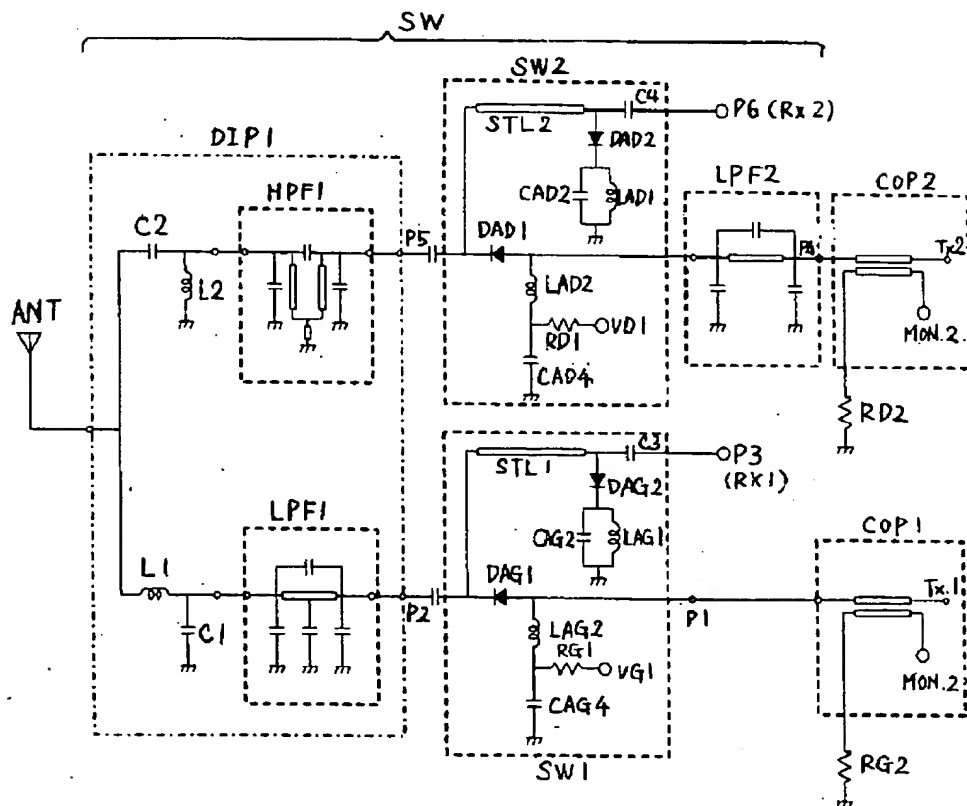
COP1、COP2・・・カップラ

SW・・・高周波スイッチ

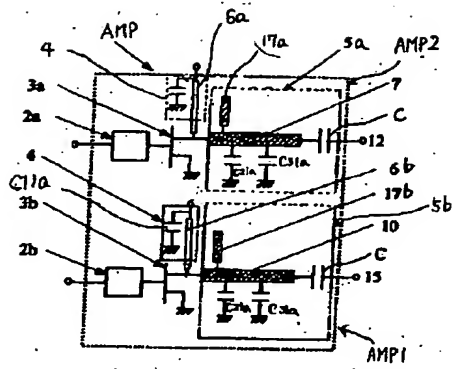
【図1】



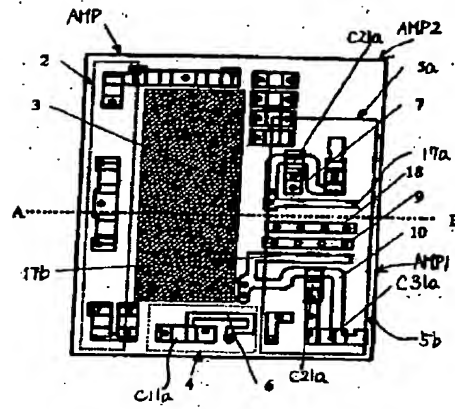
【図2】



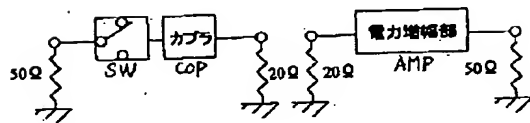
【図3】



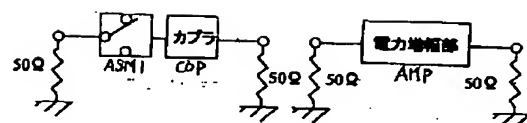
【図4】



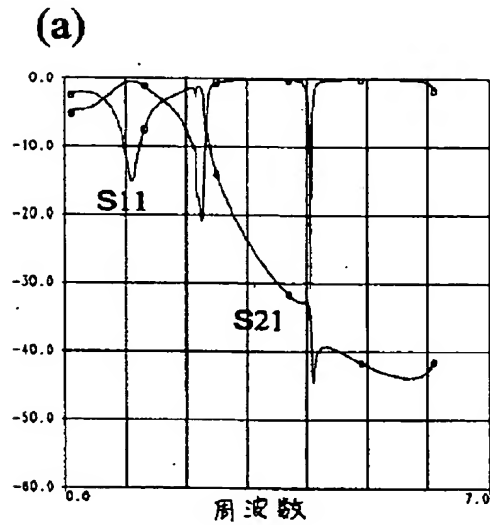
【図5】



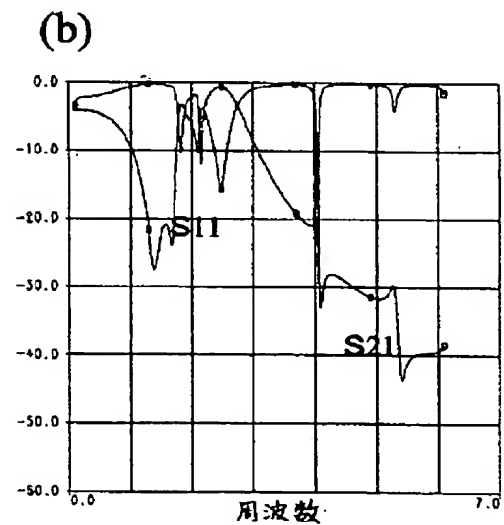
【図8】



【図6】

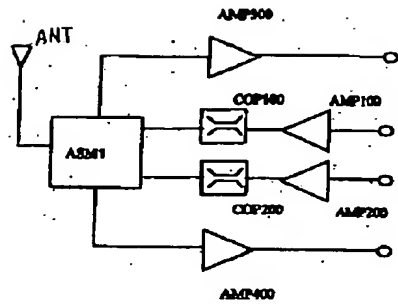


50Ω設計

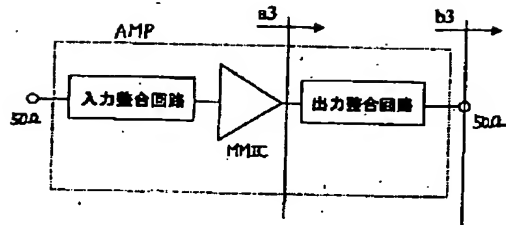


20Ω設計

【図7】



【図9】



フロントページの続き

F ターム(参考) 5J067 AA01 AA04 AA41 CA36 CA75
 CA92 FA00 HA19 HA25 HA29
 HA33 HA39 KA00 KA12 KA13
 KA29 KA42 KA68 KS01 KS11
 LS12 QS04 SA13 TA01
 5J091 AA01 AA04 AA41 CA36 CA75
 CA92 FA00 HA19 HA25 HA29
 HA33 HA39 KA00 KA12 KA13
 KA29 KA42 KA68 SA13 TA01
 5J092 AA01 AA04 AA41 CA36 CA75
 CA92 FA00 HA19 HA25 HA29
 HA33 HA39 KA00 KA12 KA13
 KA29 KA42 KA68 SA13 TA01
 5K011 BA03 BA04 DA21 DA23 JA01
 KA00